

hee



⑮ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 198 45 569 A 1**

⑤ Int. Cl. 6:  
**H 02 P 9/00**  
H 02 M 7/40

⑲ Aktenzeichen: 198 45 569.0  
⑳ Anmeldetag: 2. 10. 98  
㉑ Offenlegungstag: 15. 4. 99

DE 198 45 569 A 1

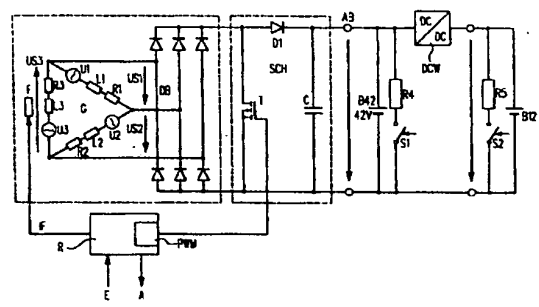
⑥ Innere Priorität:  
197 45 114. 4 11. 10. 97  
198 04 096. 2 03. 02. 98  
  
⑦ Anmelder:  
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

⑭ Erfinder:  
Mueller, Wolfgang, 70439 Stuttgart, DE; Luz, Oliver,  
73669 Lichtenwald, DE; Schoettie, Richard, 75248  
Ölbronn-Dürrn, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤ Vorrichtung und Verfahren zur Regelung eines Generators

⑤ Es wird eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Regelung eines Generators, beispielsweise eines Klauenpolgenerators beschrieben, mit dem die sich an den Generator anschließende Gleichrichterbrücke (DB) kurzzeitig kurzgeschlossen werden kann, wodurch in den Ständerinduktivitäten Energie zwischengespeichert wird, die zu höheren Strangspannungen (US1, US2, US3) führt. Durch geeignete Wahl der Ansteuerfrequenz für einen Transistor (T), der das Kurzschließen der Diodenbrücke ermöglicht, läßt sich eine Ausgangsspannung des Generators auf gewünschtem Spannungsniveau einstellen, die gegenüber der herkömmlichen Bordnetzspannung deutlich höher liegt. In weiteren Ausgestaltungen wird die Diodenbrücke selbst durch steuerbare Schaltelemente (Transistoren) ersetzt und durch geeignete Ansteuerungen wird eine Spannungsanpassung realisiert.



DE 198 45 569 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung geht aus von einer Vorrichtung und einem Verfahren zur Regelung eines Generators, beispielsweise eines von einer Brennkraftmaschine antreibbaren Drehstromgenerators in einem Kraftfahrzeug, nach der Gattung des Hauptanspruchs.

## Stand der Technik

Zur Erzeugung der im Kraftfahrzeug benötigten elektrischen Energie werden heute üblicherweise Klauenpolgeneratoren eingesetzt. Diese Klauenpolgeneratoren sind Drehstromgeneratoren, deren Ausgangsstrom mit Hilfe einer Diodenbrücke gleichgerichtet wird. Der gleichgerichtete Strom wird dann zur Versorgung der elektrischen Verbraucher des Fahrzeuges sowie zur Ladung der Batterie verwendet.

Ein solcher Drehstromgenerator umfaßt eine Feldspule, die vom Feldstrom durchflossen wird. Der Feldstrom wird mit Hilfe eines Spannungsreglers so geregelt, daß die Ausgangsspannung des Generators unabhängig von der Drehzahl des Generators etwa konstant ist. Die Höhe der Spannung, auf die geregelt wird, wird üblicherweise so gewählt, daß sie zur Ladung der Batterie optimal geeignet ist. Abhängig von verschiedenen Bedingungen liegt die Spannung etwa zwischen 12 und 14,5 V.

In Bordnetzen mit einer Vielzahl von Verbrauchern besteht das Problem, daß eine 12 V-Spannung zur Energieversorgung nicht ausreicht. Insbesondere zur Versorgung von Verbrauchern, die eine höhere Spannung als 12 V benötigen sind Lösungen bekannt, bei denen der Generator zumindest zeitweilig auf höhere Ausgangsspannungen von beispielsweise 40 V geregelt wird. Diese höhere Spannung wird dann direkt dem betreffenden Verbraucher zur Verfügung gestellt, die für die Bordnetzversorgung bzw. die Batterieladung benötigte niedrigere Spannung wird mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers aus der höheren Spannung abgeleitet. Da herkömmliche DC/DC-Wandler neben Leistungstransistoren, Dioden und Kondensatoren auch noch induktive Bauteile benötigen, sind sie relativ aufwendig. Dies gilt für transformatorische (potentialfreie) Wandler mit Übertrager und Glättungsdrossel und für potentialgebundene Drosselwandler mit einer Speicherdrossel. Eine solche Generatortregelung mit DC/DC-Wandler ist beispielsweise aus der EP-B 0 325 520 bekannt.

## Vorteile der Erfindung

Die erfindungsgemäßen Vorrichtungen und die erfindungsgemäßen Verfahren zur Regelung eines Generators mit den Merkmalen des Anspruchs 1 haben den Vorteil, daß ein Einsatz auch bei einem herkömmlichen Generator möglich ist. Bei einem solchen Generator, insbesondere einem Klauenpolgenerator kann eine Spannungsanpassung an ein Bordnetz mit einer höheren Spannungsebene, beispielsweise etwa 42 V erfolgen. Diese Spannungsanpassung ist insbesondere auch möglich, solange die Ausgangsspannung des Generators im niedrigen Drehzahlbereich bei herkömmlicher Erregerstromregelung kleiner als 42 V ist. In besonders vorteilhafter Weise werden dabei keine Zusatzdrosseln benötigt, da die ohnehin vorhandenen Ständerinduktivitäten als Speicherdrosseln verwendet werden. In vorteilhafter Weise können dadurch Systemkosten reduziert werden und das Bauvolumen verringert werden.

Erzielt werden diese Vorteile, indem an die Gleichrichterbrücke des Generators eine zusätzliche Schaltungsanordnung angeschlossen wird, mit der die Gleichrichterbrücke

kurzzeitig kurzgeschlossen werden kann. Dadurch wird der Generator geboostet. Solange der Energiefluß vom Generator zur Batterie unterbrochen ist, wird die erzeugte Energie in den Ständerinduktivitäten des Generators zwischengespeichert. Die sogenannte Strangspannung wird dadurch erhöht. In vorteilhafter Weise erfolgt das Kurzschließen und das Wiederunterbrechen der elektrischen Verbindung der Gleichrichterbrücke mit Hilfe eines ansteuerbaren Leistungstransistors so, daß sich die Ausgangsspannung des Generators, die an der Gleichrichterbrücke abnehmbar ist, auf Werte erhöht, die etwa 42 V betragen.

Die Schaltungsanordnung, mit der die Gleichrichterbrücke kurzgeschlossen werden kann, umfaßt dabei in vorteilhafter Weise neben dem Leistungstransistor, beispielsweise einem MOSFET noch eine Diode und einen Kondensator, die so beschaltet sind, daß die Diode verhindert, daß die Batterie bzw. das Bordnetz kurzgeschlossen wird. Der Kondensator liegt parallel zur Batterie und glättet in vorteilhafter Weise die entnehmbare Ausgangsspannung.

Weitere Vorteile der Erfindung werden durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Ausgestaltungen erzielt.

Mit den in den Ausführungsbeispielen nach Fig. 2 und 3 angegebenen Ausgestaltungen lassen sich weitere Vorteile erzielen. So kann beispielsweise auf den Boosttransistor verzichtet werden, wenn eine voll gesteuerte Gleichrichterbrücke mit gesteuerten Leistungsschaltern realisiert wird, es kann dann in vorteilhafter Weise ein höherer Wirkungsgrad des Gesamtsystems erzielt werden, da die Durchlaßverluste bei geeigneter Wahl der Leistungsschalter geringer sind als bei einer ungesteuerten Gleichrichterbrücke, die mittels Dioden aufgebaut ist. Besonders vorteilhaft lassen sich MOS-Feldeffekttransistoren als gesteuerte Leistungsschalter einsetzen.

Wird anstelle einer Freilaufdiode zusätzlich ein Leistungsschalter eingesetzt, kann eine weitere Reduzierung der Durchlaßverluste erzielt werden, dies gilt insbesondere in dem Fall, in dem die Leistungsschalter durch MOS-Feldeffekttransistoren gebildet werden. Besonders vorteilhaft ist, daß gegenüber herkömmlichen Anordnungen eine Reduzierung der Bauteile und eine Erhöhung des Wirkungsgrades der Gesamtanordnung erzielt werden kann.

## Zeichnung

Vier Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Figuren dargestellt und werden in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert.

## Beschreibung

In Fig. 1 sind die für das Verständnis der Erfindung wesentlichen Bestandteile des Generators sowie des Bordnetzes eines Kraftfahrzeuges dargestellt. Der Generator G, beispielsweise ein Klauenpolgenerator umfaßt die Ständerinduktivitäten L1, L2 und L3 sowie die Widerstände R1, R2 und R3, die die Wicklungswiderstände darstellen. Der Generator erzeugt die Strangspannungen US1, US2, US3, die aus den Polradspannungen U1, U2, U3 und den Spannungen an den Widerständen R1, R2, R3 und den Ständerinduktivitäten L1, L2, L3 gebildet werden. Diese Spannungen führen zu Strömen I1, I2 und I3, die über die Diodenbrücke DB gleichgerichtet werden und zum Generatorausgangsstrom IG führen, der zur Versorgung der Bordnetzverbraucher dient.

Die Regelung des Generators G erfolgt in üblicher Weise mit Hilfe eines Spannungsreglers R, der den Feldstrom IF durch die Feldwicklung F so regelt, daß sich eine vorgebbare Spannung einstellt. Dem Spannungsregler R werden

Eingangssignale E zugeführt, beispielsweise verschiedene Spannungen und/oder Ströme und/oder die Generatorzahl usw. Er ist in der Lage Ausgangssignale A abzugeben, mit deren Hilfe beispielsweise Schalter oder ähnliches betätigt werden können.

An den Generator G schließt sich eine Schaltungsanordnung SCH an, die einen Transistor T, eine Diode D und einen Kondensator C umfaßt. Die Schaltungsanordnung SCH ermöglicht die erfindungsgemäße Generatorregelung, indem der Transistor T, der beispielsweise ein MOS-Feldeffekttransistor ist, der parallel zur Diodenbrücke DB liegt, zeitweise die Diodenbrücke DB kurzschließt. Der Transistor T wird beim Ausführungsbeispiel mit Hilfe einer Pulsweitenmodulationsstufe PWM, die im Spannungsregler R integriert ist, leitend oder nicht leitend gemacht. Die Taktfrequenz des Transistors T liegt im Mittelfrequenzbereich und wird von der Pulsweitenmodulationsstufe PWM bestimmt. Diese Pulsweitenmodulationsstufe muß nicht zwangsweise im Spannungsregler R integriert sein, sondern kann beispielsweise als getrennte Stufe aufgebaut sein oder im Steuergerät des Kraftfahrzeugs integriert sein. Auch andere Ansteuerungen des Transistors T sind denkbar.

Durch kurzzeitiges Kurzschließen der Diodenbrücke DB mit dem Leistungstransistor T wird erreicht, daß der Energiefluß vom Generator G zur Batterie B unterbrochen wird. Dadurch wird ein Boosten des Generators ermöglicht. Es wird dabei Energie in den Ständerinduktivitäten L1, L2 und L3 des Generators zwischengespeichert. Die Diode D1 verhindert, daß ein Strom zurückfließt und das nachfolgende Bordnetz bzw. die Batterie B kurzschließt und entlädt. Sperrt der Transistor T, wird die in den Ständerinduktivitäten gespeicherte Energie in Form induzierter Spannungen freigegeben, die sich zu den jeweiligen Polradspannungen U1, U2 und U3 addieren. Dies hat eine höhere Ausgangsspannung des Generators zur Folge. Durch geeignete Variation der Leit- und Sperrdauer kann auf eine Ausgangsspannung von 42 V geregelt werden, 42 Volt Ladespannung entsprechen 36 Volt Nennspannung. Der Kondensator C am Ausgang der Schaltungsanordnung SCH dient zur Glättung des gepulsten Ausgangsstromes. Die Schaltungsanordnung SCH läßt sich im übrigen als Generator-Hochsetzsteller-Einheit bezeichnen.

Soll die Generatorregelung mit Hilfe der Schaltungsanordnung SCH so erfolgen, daß am Ausgang der Schaltungsanordnung SCH eine Spannung, die gegenüber der herkömmlichen Generatorspannung wesentlich erhöht ist und beispielsweise 42 V beträgt, muß das herkömmliche Fahrzeugbordnetz mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers DCW versorgt werden. Bordnetzverbraucher, die mit höherer Spannung versorgt werden sollen, beispielsweise eine Scheibenheizung R4, können mit Hilfe eines Schalters S1 direkt an die 42 V angeschlossen werden. Verbraucher R5 lassen sich dagegen über einen Schalter S2 an 12 V legen. Jede Spannungsebene besitzt eine eigene Batterie, in der Figur als B42 und B12 bezeichnet sind.

Bei der Auslegung des Gesamtsystems ist zu beachten, daß die Diodenbrücke DB so ausgelegt ist, daß sie für 42 V geeignet ist. Auch der Generator ist so auszulegen, daß eine Ausgangsspannung von 42 V problemlos verkraftet wird. Der Spannungsregler bzw. die Pulsweitenmodulationsstufe PWM sind so auszugestalten, der erforderliche Ansteuersignale erzeugbar sind. In einem mikroprozessorgesteuerten System können die Ansteuersignale vom Mikroprozessor bereitgestellt werden, dieser kann auch das Steuergerät der Brennkraftmaschine sein.

In den Fig. 2 und 3 sind zwei weitere Ausführungsbeispiele der Erfindung dargestellt, wobei die Feldwicklung sowie der Spannungsregler und die zweite Spannungsebene,

die in Fig. 1 enthalten sind, prinzipiell ebenfalls vorhanden sind, jedoch im einzelnen nicht aufgezeigt sind. Die Gleichrichterbrücke DB ist bei beiden Ausführungsbeispielen durch eine voll gesteuerte Brücke mit sechs Leistungsschaltern, beispielsweise Transistoren T1 bis T6 ersetzt. Als Freilaufdiode dient die Diode D1, die als Bestandteil der voll gesteuerten Brücke anzusehen ist und mit dem Kondensator C in Verbindung steht. Beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 3 ist die Freilaufdiode durch einen weiteren Transistor T7 ersetzt, der ebenfalls Bestandteil der voll gesteuerten Brücke ist.

Mit den beiden in den Fig. 2 und 3 angegebenen Ausführungsbeispielen werden zwei Varianten zur Spannungsanpassung, beispielsweise für einen Klauenpolgenerator an eine höhere Bordnetzspannung angegeben, die als erfindungsgemäße Lösung zu verstehen sind. Die Funktionsweise dieser Schaltungen läßt sich wie folgt erläutern:

Durch ein gleichzeitiges Ansteuern der sechs Leistungsschalter beziehungsweise Transistoren T1 bis T6 der voll gesteuerten Brückenschaltung wird ein Boosten des Generators G erreicht. Als Leistungsschalter werden beispielsweise MOS-Feldeffekttransistoren verwendet. Während der Phasen, in denen die Leistungsschalter T1 bis T6 leiten, wird in den Ständerinduktivitäten L1, L2 und L3 Energie zwischengespeichert, die in der Sperrphase der Transistoren freigesetzt wird und zu einer Erhöhung der Strangspannungen US1, US2 und US3 führt. Dadurch wird erreicht, daß der Generator G, der von einer Welle einer Brennkraftmaschine angetrieben wird, insbesondere im niedrigen Drehzahlbereich eine höhere Spannung zur Erzeugung einer Bordnetzspannungsebene von beispielsweise 42 V zur Verfügung stellt. Die Diode D1 des Ausführungsbeispiels nach Fig. 2 verhindert, daß die Batterie B42 während der leitenden Phase der Leistungsschalter beziehungsweise Transistoren T1 bis T7 ebenfalls kurzgeschlossen und entladen wird.

Beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 3 wird anstelle einer Diode ein weiterer Leistungsschalter, beispielsweise ein MOS-Feldeffekttransistor T7 eingesetzt. Die Ansteuerung dieses Schalters erfolgt dabei derart, daß er während der leitenden Phase der Transistoren der Brückenschaltung seine Sperrphase und während deren Sperrphase seine Leitphase hat. Dieses Verfahren entspricht einer Synchronleichrichtung. Durch geeignete Variation der Leit- und Sperrdauer, beispielsweise durch Variation des Pulsweitenverhältnisses, also des Verhältnisses zwischen leitenden und nicht leitenden Phasen, kann auf eine Ausgangsspannung von 42 V geregelt werden. Andere Spannungen als 42 V sind selbstverständlich gegebenenfalls ebenfalls erzielbar.

Der Kondensator C am Ausgang des integrierten Hochsetzstellers T1 bis T6 und D1, T1 bis T6, T7 dient zur Glättung der Ausgangsspannung.

Die Ansteuerung der sechs Leistungsschalter (Feldeffekttransistoren) erfolgt vorzugsweise in Pulsweitenmodulation, jedoch auch andere Ansteuerverfahren möglich. Als solche Ansteuerungsverfahren kommen das sogenannte Dead-Beat-Prinzip oder eine Pulsfolgemodulation in Frage. Als Leistungsschalter können grundsätzlich die derzeit bekannten Bauelemente wie beispielsweise MOS-Feldeffekttransistoren, Insulated Gate Bipolartransistoren (IGBT) oder Bipolartransistoren eingesetzt werden. Werden Leistungsschalter in der Brückenschaltung eingesetzt, muß darauf geachtet werden, daß der Schalter eine antiparallel geschaltete Freilaufdiode besitzt. Da dies bei einem MOS-Feldeffekttransistor prozeßbedingt der Fall ist, wird dieses Bauteil bevorzugt eingesetzt. Wird als Leistungsschalter ein Bauelement eingesetzt, das diese sogenannte Body-Diode nicht besitzt, muß eine Freilaufdiode als diskretes Bauelement verwendet werden.

In Fig. 4 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt, bei dem der Brückengleichrichter des Generators drei Dioden D2, D3, D4 sowie drei Transistoren T8, T9 und T10 umfaßt. Diese Ausgestaltung der Gleichrichterbrücke ermöglicht durch geeignete Ansteuerung der Transistoren sowohl eine Gleichrichtung als auch eine Spannungserhöhung. Die Gleichrichteranordnung stellt somit einen Gleichrichter und Hochsetzsteller dar. Mit dieser Schaltung läßt sich ein Klauenpolgenerator mit integriertem Hochsetzsteller realisieren.

Durch Integration des als Gleichspannungswandler arbeitenden Hochsetzstellers in den Brückengleichrichter läßt sich gegenüber den anderen Ausführungsbeispielen der Erfindung eine Reduzierung der Bauteilezahl erzielen. Der Spannungsabfall an der Diode D1 des Hochsetzstellers nach Fig. 2 entfällt, wodurch die Verlustleistung beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 4 geringer ist als beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 und somit der Wirkungsgrad verbessert ist. Werden als Transistoren T8, T9 und T10 Feldeffekttransistoren eingesetzt, läßt sich der Wirkungsgrad weiter verbessern, da die Feldeffekttransistoren kleinere Durchlaßverluste im Vergleich zu den Diodenverlusten aufweisen.

Der Kondensator C glättet wie bei den übrigen Ausführungsbeispielen die gleichgerichtete Ausgangsspannung des Generators. Es kann somit die Netzspannung UN abgegriffen werden, die zur Versorgung der Last L dient, die symbolisch für die Bordnetzverbraucher angegeben wird.

#### Patentansprüche

1. Vorrichtung und Verfahren zur Regelung eines Generators, insbesondere eines Drehstromgenerators mit drei Ständerinduktivitäten und einer Gleichrichterbrücke, über die der in den Ständerinduktivitäten durch die Polradspannungen erzeugte Strom gleichgerichtet wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Gleichrichterbrücke mittels eines Schaltelements, dessen Schaltstrecke parallel zur als Diodenbrücke (DB) ausgestalteten Gleichrichterbrücke liegt, zumindest kurzfristig kurzschließbar ist, indem der Basis des Transistors ein entsprechendes Ansteuersignal zugeführt wird.
2. Vorrichtung und Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Schaltelement ein Transistor (T), insbesondere ein MOS-Feldeffekttransistor oder ein Insulated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) oder ein sonstiger Halbleiterschalter ist.
3. Vorrichtung und Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß dem Transistor (T) ein modulierbares Signal, insbesondere ein pulsweitenmoduliertes Signal oder ein Signal mit variablem Puls-Pausen-Verhältnis zugeführt wird, dessen Frequenz so einstellbar ist, daß sich am Ausgang der Diodenbrücke (DB) eine Spannung einstellt, die wesentlich höher ist als die übliche Generatorausgangsspannung.
4. Vorrichtung und Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Puls-Pausen-Verhältnis der Ansteuersignale, die dem Transistor (T) zugeführt werden, so festgelegt wird, daß sich Strangspannungen (US1, US2, US3) des Generators (G) einstellen, die zu der gewünschten höheren Spannung am Ausgang der Diodenbrücke (DB) führen.
5. Vorrichtung und Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen der Diodenbrücke (DB) und dem Spannungsabgriff (AB) eine Diode liegt, die einen Strom nur vom Generator zum Spannungsabgriff erlaubt.
6. Vorrichtung und Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß ein

Kondensator (C) vorhanden ist, der die an den Spannungsabgriffen abgreifbare Spannung glättet.

7. Vorrichtung und Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Gleichrichterbrücke als gesteuerte Transistorbrücke (T1 bis T6) aufgebaut ist, mit einer Freilaufdiode (D1) oder einem weiteren Transistor (T7) und eine Hochsetzstellerfunktion ermöglicht.

8. Vorrichtung und Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Transistorbrücke (T1 bis T6) und der Transistor (T7) so angesteuert werden, daß eine Synchrongleichrichtung erhalten wird.

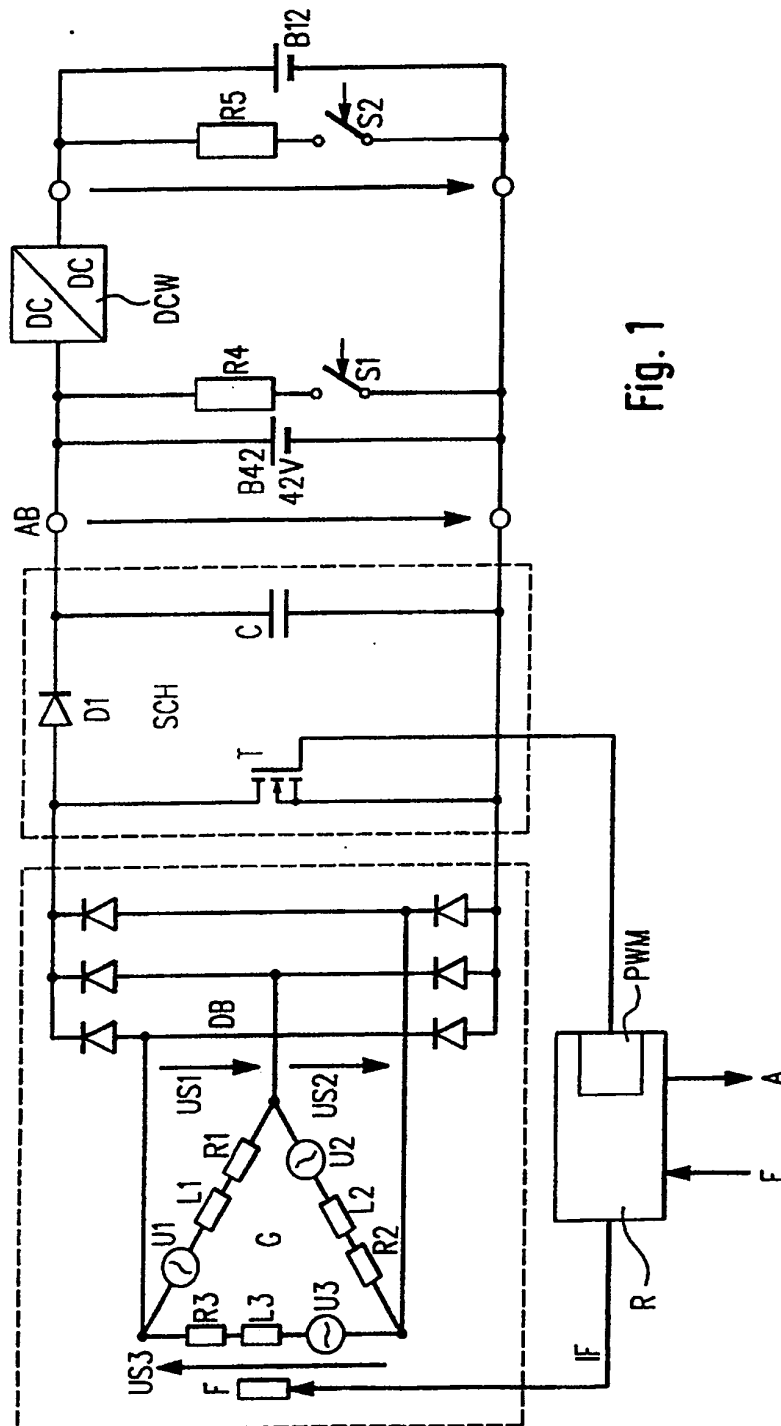
9. Vorrichtung und Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Hochsetzstellerfunktion durch andere wählbare Schaltprinzipien realisiert wird und beispielsweise Resonanzwandler eingesetzt werden.

10. Vorrichtung und Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Gleichrichterbrücke drei Dioden (D2), (D3), (D4) sowie drei ansteuerbare Transistoren (T8), (T9) und (T10) umfaßt und daß die Transistoren (T8), (T9), (T10) so angesteuert werden, daß die Gleichrichterbrücke zusätzlich eine Hochsetzstellerfunktion übernimmt.

---

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

---



**Fig. 1**

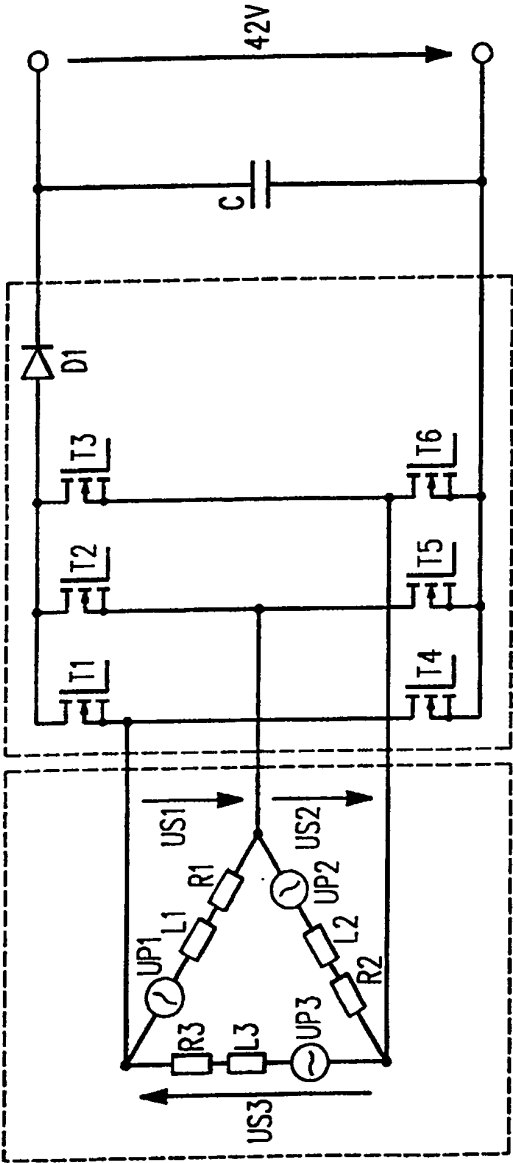
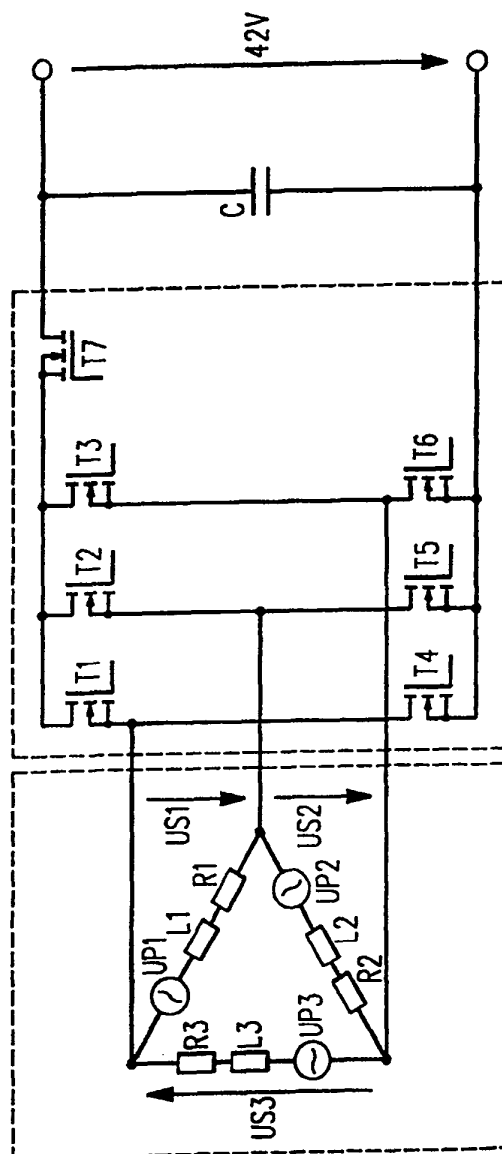
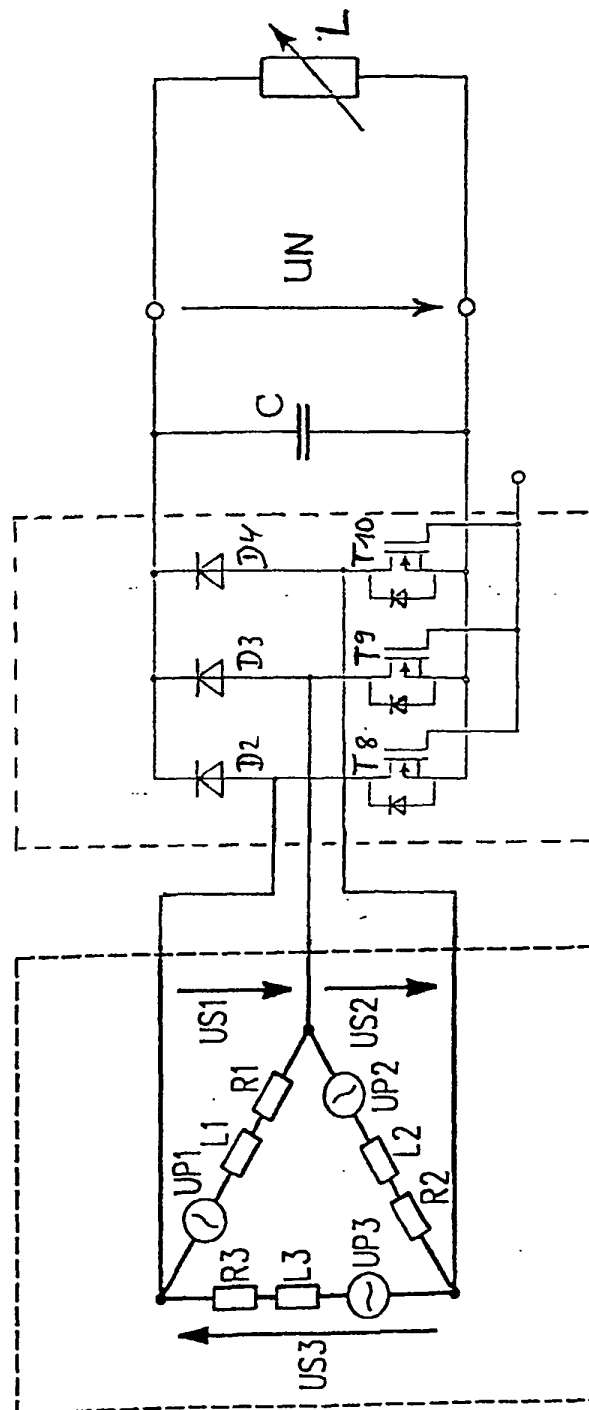


Fig. 2







19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Off nl gungs chrift  
11 DE 3633 161 A1

21 Aktenzeichen: P 36 33 161.9  
22 Anmeldetag: 30. 9. 86  
23 Offenlegungstag: 7. 4. 88

51 Int. Cl. 4:  
H 01 L 29/91  
H 01 L 29/74  
H 01 L 29/36

Behördeneigentum

DE 3633161 A1

71 Anmelder:

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, 6000 Frankfurt,  
DE

72 Erfinder:

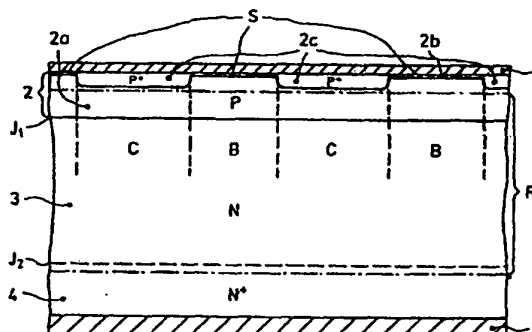
Schlangenotto, Heinrich, Dr., 6078 Neu-Isenburg,  
DE; Sommer, Karl Heinz, Dr., 4788 Warstein, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

64 Halbleiterbauelement mit einer anodenseitigen P-Zone und einer anliegenden schwach dotierten N-Basiszone

Gegenstand der Erfindung ist ein Halbleiterbauelement mit einer anodenseitigen P-Zone und einer anliegenden schwach dotierten N-Zone, die mit der P-Zone einen sperrenden PN-Übergang bildet, insbesondere schnelle Gleichrichterdiode und schneller Thyristor. Um bei diesen Bauelementen ein verbessertes Recovery-Verhalten bei Kommutierung sowie gute Durchlaß- und Sperreigenschaften zu erzielen, ist der Erfindungsgegenstand derart ausgebildet, daß die anodenseitige P-Zone (2) eine von dem durch diese Zone und die anliegende N-Zone gebildeten PN-Übergang ( $J_1$ ) beanstandete Senke (S) für Elektronen aufweist; ferner sind die Dicke und die Dotierungskonzentration des Bereichs der anodenseitigen P-Zone (2) zwischen der Elektronensenke (S) und dem PN-Übergang ( $J_1$ ) derart gewählt, daß das Gebiet hoher injizierter Ladungsträgerkonzentration bei Durchlaßbelastung bis nahe an die Elektronensenke (S) heranreicht, während die Ausdehnung der Raumladungszone (R) bei Sperrbelastung in der P-Zone (2) nicht bis zur Elektronensenke (S) reicht.

Fig. 6



DE 3633161 A1

## Patentansprüche

1. Halbleiterbauelement mit einer anodenseitigen P-Zone und einer anliegenden schwach dotierten n-Basiszone, die mit der P-Zone einen sperrenden PN-Übergang bildet, wobei die P-Zone an der Oberfläche mindestens in Teilbereichen eine für gut leitende ohmsche Kontaktierbarkeit bemessene Dotierungskonzentration und eine für höher sperrende Bauelemente ausgelegte Dicke hat, dadurch gekennzeichnet, daß die anodenseitige P-Zone (2) eine vom PN-Übergang ( $J_1$ ) beabstandete Senke für Elektronen (S) aufweist und daß die Dicke und Dotierungskonzentration des Bereichs der P-Zone (2) zwischen der Senke für Elektronen (S) und dem PN-Übergang ( $J_1$ ) derart gewählt sind, daß bei Durchlaßbelastung das Gebiet hoher injizierter Ladungskonzentration so nahe an die Senke für Elektronen (S) heranreicht, daß diese wirksam wird und daß bei Sperrbelastung die Ausdehnung der Raumladungszone (R) in der P-Zone (2) nicht bis zur Senke für Elektronen (S) reicht.
2. Halbleiterbauelement nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die integrale Netto-Dotierung ( $N_m$ ) des Bereichs der P-Zone (2) zwischen der Senke für Elektronen (S) und dem PN-Übergang ( $J_1$ ) größer als etwa  $1,3 \times 10^{12}/\text{cm}^2$  und kleiner als etwa  $2 \times 10^{13}/\text{cm}^2$  ist.
3. Halbleiterbauelement nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die P-Zone (2) aus einer schwach dotierten durchgehenden inneren P-Teilzone (2a) und einer hoch dotierten P<sup>+</sup>-Oberflächenzone (2b) geringer Emitterwirksamkeit besteht.
4. Halbleiterbauelement nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die P-Zone (2) neben der P<sup>+</sup>-Oberflächenzone (2b) geringer Emitterwirksamkeit in Teilbereichen der Fläche hoch dotierte P<sup>+</sup>-Oberflächenzonen (2c) hoher Emitterwirksamkeit aufweist.
5. Halbleiterbauelement nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die P-Zone (2) aus einer schwach dotierten, durchgehenden, inneren P-Zone (2a) und in Teilbereichen der Fläche angeordneten P<sup>+</sup>-Oberflächenzonen (2c) hoher Emitterwirksamkeit besteht.
6. Halbleiterbauelement nach Anspruch 3 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß die integrale Dotierung der inneren P-Teilzone (2a) größer als etwa  $1,3 \times 10^{12}/\text{cm}^2$  und kleiner als  $1 \times 10^{13}/\text{cm}^2$  ist.
7. Halbleiterbauelement nach Anspruch 3 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß die Dicke der inneren P-Teilzone (2a) größer als etwa 5 µm und kleiner als etwa 70 µm und deren maximale Dotierungskonzentration größer als etwa  $1 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  und kleiner als etwa  $2 \times 10^{16}/\text{cm}^3$  ist.
8. Halbleiterbauelement nach Anspruch 3, 4, 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Dicke der P<sup>+</sup>-Oberflächenzone (2b) geringer Emitterwirksamkeit so klein gewählt ist, daß bei Durchlaßbelastung der von der n-Basiszone (3) kommende Elektronenstrom durch die P<sup>+</sup>-Oberflächenzone (2b) zur Senke für Elektronen (S) an der Oberfläche fließen kann.
9. Halbleiterbauelement nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Dicke P<sup>+</sup>-Oberflächenzo-

ne (2b) kleiner als 2 µm und deren Dotierungskonzentration an der Oberfläche größer als  $3 \times 10^{17}/\text{cm}^3$  ist.

10. Halbleiterbauelement nach Anspruch 4 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß die P<sup>+</sup>-Oberflächenzonen (2c) hoher Emitterwirksamkeit in ihrer lateralen Ausdehnung derart bemessen sind, daß deren Löcherinjektion bei betriebsmäßigen Durchlaßströmen auf das für die maximale Durchlaßspannung bei diesen Strömen erforderliche Maß reduziert ist.

11. Halbleiterbauelement nach Anspruch 4 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß die P<sup>+</sup>-Oberflächenzonen (2c) hoher Emitterwirksamkeit in ihrer lateralen Ausdehnung derart bemessen sind, daß deren Löcherinjektion bei betriebsmäßigen Durchlaßströmen reduziert ist, jedoch bei Überströmen voll wirksam wird.

12. Halbleiterbauelement nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß die P<sup>+</sup>-Oberflächenzonen (2c) hoher Emitterwirksamkeit eine kreisförmige Grundfläche mit einem Radius ( $r_a$ ) zwischen etwa 30 µm und 100 µm haben.

13. Halbleiterbauelement nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Senke für Elektronen (S) mittels in der P-Zone (2) angeordneten n-leitender Oberflächenzonen (10) gebildet ist.

14. Halbleiterbauelement nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß die lateralen Abmessungen oder die Emitterwirksamkeit der n-leitenden Oberflächenzonen (10) so klein gewählt sind, daß diese Zonen bei Rückwärtspolung des Halbleiterbauelements nicht wesentlich injizieren.

15. Halbleiterbauelement nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die n-leitenden Oberflächenzonen (10) eine kreisförmige Grundfläche mit einem Radius kleiner als etwa 40 µm haben.

16. Halbleiterbauelement nach Anspruch 13 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß der gegenseitige Abstand der n-leitenden Oberflächenzonen (10) derart bemessen ist, daß die Löcherinjektion der P-Zone (2) bei betriebsmäßigen Durchlaßströmen auf das für die maximale Durchlaßspannung bei diesen Strömen erforderliche Maß reduziert ist.

17. Halbleiterbauelement nach Anspruch 13 oder einem der folgenden, dadurch gekennzeichnet, daß der gegenseitige Abstand der n-leitenden Oberflächenzonen (10) derart bemessen ist, daß die Löcherinjektion bei betriebsmäßigen Durchlaßströmen reduziert ist, jedoch bei Überströmen voll wirksam wird.

## Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Halbleiterbauelement nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Leistungsgleichrichterdioden haben eine P<sup>+</sup>NN<sup>+</sup>-Zonenstruktur, bestehen also aus zwei hochdotierten Zonen vom P- bzw. N-Leitfähigkeitstyp, die an die Oberfläche der Halbleiterscheibe angrenzen, und einer dazwischenliegenden, schwach dotierten Zone, die im allgemeinen N-Leitfähigkeit besitzt. Von schnellen Gleichrichterdioden wird außer einer genügend kleinen Durchlaßspannung und einem genügend kleinen Sperrstrom gefordert, daß bei Kommutierung aus dem Durchlaßzustand die Rückstromspitze und die Speicherzeit klein sein und insbesondere der Abfall des

Rückstroms nach dem Rückstrommaximum mit geringer Steilheit erfolgen sollen (Soft-Recovery-Verhalten). Ein bekanntes Mittel, dies bis zu einem gewissen Grad zu erreichen, besteht in der Reduzierung der Trägerlebensdauer durch Rekombinationszentren, wie Gold, Platin oder die durch Elektronen-, Gamma- oder Protonenbestrahlung erzeugten Defekte.

Ein Nachteil dieser Methode ist, daß der Sperrstrom proportional zur Rekombinationszentrendichte zunimmt und bei den besonders effektiven Rekombinationsniveaus nahe der Mitte der Bandlücke zu hoch werden kann. Dieser Effekt ist beim Gold, das wegen seiner sonstigen günstigen Eigenschaften am häufigsten verwendet wird, bei höheren Temperaturen sehr störend; er begrenzt die zulässige Goldkonzentration und damit den Grad der Verbesserung des Recovery-Verhaltens.

Auch mit Rücksicht auf die Durchlaßspannung darf die Rekombinationszentrendichte nicht zu hoch, d. h. die Trägerlebensdauer nicht zu klein gewählt werden. Wird das Verhältnis Basisdicke/ $\sqrt{D\tau}$  ( $D$  ambipolare Diffusionskonstante,  $\tau$  Trägerlebensdauer bei hoher Injektion) größer als 2, steigt die Durchlaßspannung exponentiell mit  $N_{\text{Rek}} \sim 1/\tau$  an und wird zu groß. Mit  $\tau$  wird auch die für das Recovery-Verhalten wichtige Speicherladung nach unten begrenzt. Eine zusätzliche Einschränkung ergibt sich daraus, daß die Rekombinationszentrenkonzentration zur Vermeidung einer zu weitgehenden Kompensation deutlich unter der gewöhnlichen Leitfähigkeitsdotierung der N-Basiszone liegen muß, die ihrerseits durch das gewünschte Sperrvermögen festgelegt ist. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so ergeben sich bei Anlegen eines Strompulses anfänglich zu hohe dynamische Spannungsspitzen und die Durchlaßberholzeit, nach der die Durchlaßspannung sich auf 10% der anfänglichen Überhöhung dem stationären Wert angenähert hat, wird zu groß. Auch hieraus folgt für die einzustellende Trägerlebensdauer eine untere Grenze, die nicht unterschritten werden darf. Es hat sich gezeigt, daß diese Begrenzung in vielen Fällen einschneidender ist als die durch das stationäre Durchlaßverhalten.

Die Ortsverteilung der Rekombinationszentren ist im allgemeinen weitgehend durch die jeweilige Technologie vorgegeben, kann also nicht ohne weiteres so gewählt werden, wie es für ein optimales Gleichrichterverhalten erforderlich wäre. Nur bei der Methode der Protonenbestrahlung sind sehr günstige Zentrenverteilungen erreichbar. Jedoch ist die Protonenbestrahlung ein aufwendiges Verfahren, das bisher in der Halbleiterfertigung nicht eingesetzt wird. Auch die anderen Bestrahlungsverfahren haben den Nachteil, daß mit ihnen eine Trägerlebensdauereinstellung in den Fertigungsstätten selbst im allgemeinen nicht durchgeführt werden kann.

Zur Verbesserung des Recovery-Verhaltens von Gleichrichterdioden ist aus der EP-OS 00 90 722 eine Halbleiter-Struktur bekannt, bei welcher zwischen der schwach dotierten N-Basiszone und dem hoch dotierten N<sup>+</sup>-Gebiet eine N-Zone mittlerer Dotierungskonzentration angeordnet ist, die in dem Bereich  $10^{14}$  bis  $10^{16}/\text{cm}^3$  liegt. Für die Herstellung dieser Zwischenzone ist ein beträchtlicher technischer Aufwand erforderlich, da diese Zone in dem Ausgangsilizium durch epitaktisches Aufwachsen erzeugt oder durch zusätzliche Diffusionsschritte angenähert werden muß. Insbesondere ist die so erreichte Verbesserung der Diodeneigenschaften nur gering, weil der Aufbau der Raumladungszone bei dem plötzlichen Anstieg der Spannung zur Zeit der Rückstromspitze durch die zur Anode fließenden freien Löcher in der Struktur bestimmt wird, die die positive

Raumladung stark erhöhen. Die Raumladungszone stößt daher bei Erreichen der Rückstromspitze nicht in kurzer Zeit bis zu der Zone mittlerer Dotierungskonzentration vor, so daß diese Zone das Recovery-Verhalten erst beeinflusst, wenn der Rückstrom schon klein ist.

Es ist weiter eine PNN<sup>+</sup>-Gleichrichterdioden bekannt (TEEE Trans. Electron Dev. ED-31, 1984, S. 1314), bei welcher die Dotierungskonzentration  $p$  und Dicke  $w$  der anodenseitigen P-Zone in lateral kleinen Channelbereichen gering ist, z. B.  $p = 5 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  und  $w = 1 \mu\text{m}$ , in den anderen Flächenbereichen aber wesentlich größer, z. B.  $p = 4 \times 10^{16}/\text{cm}^3$  und  $w = 5 \mu\text{m}$ . Die laterale Ausdehnung der Channelbereiche liegt in der Größenordnung  $2 \mu\text{m}$ . Die P-Zonen-Bereiche geringer Dotierungskonzentration und Dicke haben eine geringe Konzentration injizierter Ladungsträger an der P-Seite der N-Basiszone bei Durchlaßbetrieb zu Folge, woraus sich ein gutes Recovery-Verhalten ergibt. Bei Sperrbelastung werden die Channelbereiche statisch abgeschirmt, so daß die Raumladungszone trotz der geringen Dotierungskonzentration und Dicke der P-Zone in diesen Bereichen nicht bis an die Oberfläche dringt. Ein Nachteil dieser Struktur besteht darin, daß auf diese Weise nur Sperrfähigkeiten bis etwa 150 V erreicht werden und daß die Struktur für hohe Spannungen auch deshalb ungeeignet ist, weil die Durchlaßspannung dann zu groß wird. Ein anderer Nachteil ist, daß einzelne Abweichungen und Fehler in der lateralen P-Zonenstruktur einen weitgehenden Verlust des Sperrvermögens zu Folge haben können, so daß der Ausschuß bei großflächigen Dioden dieser Art für eine wirtschaftliche Anwendung zu groß wird.

Von schnellen Thyristoren wird außer einer kleinen Freiwerdezeit gefordert, daß bei Kommutierung aus dem Durchlaßzustand die Rückstromspitze und das Rückstromintegral klein sein sollen. Diese Forderung wird, ähnlich wie vorstehend für Gleichrichterdioden beschrieben, bei den bekannten Thyristoren nur unzureichend durch die Dotierung mit Rekombinationszentren realisiert, weil deren Anwendbarkeit durch die Nebenforderung ausreichender Durchlaßeigenschaften und eines genügend kleinen Sperrstroms beschränkt ist.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Halbleiterbauelement mit einer anodenseitigen P-Zone und einer anliegenden schwach dotierten N-Zone zu schaffen, welches ein verbessertes Recovery-Verhalten bei Kommutierung mit guten Durchlaßeigenschaften und geringem Sperrstrom vereint und technisch einfach für einen weiten Strom- und Spannungsbereich herstellbar ist.

Diese Aufgabe wird durch die im Anspruch 1 gekennzeichneten Merkmale gelöst.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Die durch die Erfindung erzielten Vorteile bestehen darin, daß bei dem Halbleiterbauelement die Rückwärtsstromspitze stark reduziert und die Abnahme des Rückstromes nach dem Maximum flach ist. Der Sperrstrom ist verringert, so daß das Halbleiterbauelement für höhere Betriebstemperaturen eingesetzt werden kann. Ferner ist das Halbleiterbauelement ohne technisch aufwendige Bestrahlungsverfahren und ohne die für Feldeffektbauelemente erforderliche Maskierungsfineinheit auch mit großer Fläche in hoher Ausbeute herstellbar.

Die Erfindung wird nachstehend anhand von in den Figuren schematisch dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert. Er zeigt

Fig. 1 eine prinzipielle Gleichrichterdiodenstruktur gemäß der Erfindung und den Verlauf der Ladungsträgerverteilung in den Zonen derselben,

Fig. 2 ein Diagramm mit dem zeitlichen Verlauf des Rückstromes bei einer Gleichrichterdiode gemäß der Erfindung und bei einer nach dem Stand der Technik,

Fig. 3 eine Ausbildung einer Gleichrichterdiode gemäß der Erfindung,

Fig. 4 ein Dotierungsprofil der Zonenstruktur bei einer nach Fig. 3 ausgebildeten Gleichrichterdiode,

Fig. 5 Verteilungen injizierter Ladungsträger in einer Gleichrichterdiode nach Fig. 3 bei verschiedenen Durchlaßstromdichten,

Fig. 6 eine weitere Ausbildung einer Gleichrichterdiode gemäß der Erfindung mit lateral sich abwechselnden Bereichen hoher und niedriger P-Emitterwirksamkeit,

Fig. 7 die laterale Verteilung der Löcherkonzentration in einer Gleichrichterdiode nach Fig. 6 bei verschiedenen Elektronenstromdichten,

Fig. 8 den Maximalwert der injizierten Löcherkonzentration in Abhängigkeit vom Radius der Bereiche hoher P-Emitterwirksamkeit der Gleichrichterdiode nach Fig. 6,

Fig. 9 Verteilungen injizierter Ladungsträger in einer Gleichrichterdiode nach Fig. 6 bei verschiedenen Durchlaßstromdichten,

Fig. 10 eine weitere Ausbildung einer Gleichrichterdiode gemäß der Erfindung,

Fig. 11 Dotierungsprofile der Zonenstruktur bei einer nach Fig. 10 ausgebildeten Gleichrichterdiode,

Fig. 12 die Ausbildung eines erfindungsgemäßen Thyristors.

Die Fig. 1a zeigt eine Gleichrichterdiode 1 mit einer Elektronensenke 5 in der P-Zone 2 zur Verbesserung des Recovery-Verhaltens. Die Elektronensenke kann entweder durch die Oberfläche oder, wie weiter unten ausgeführt, durch N-Zonen in der P-Zone 2 ausgebildet sein, wobei die P-Zone 2 vor der Elektronensenke 5 nur so schwach dotiert ist, daß das Gebiet hoher Injektionen bei Durchlaßbelastung bis nahe an die Elektronensenke 5 heranreicht. Die Dotierung vor der Elektronensenke ist jedoch groß genug, daß die Raumladungszone bei Sperrbelastung sich nicht bis zur Elektronensenke ausdehnt. Wie nicht weiter dargestellt, weist die P-Zone 2 zur ohmschen Kontaktierbarkeit an der Oberfläche wenigstens in Teilbereichen eine Zone hoher Dotierungskonzentration auf. Nach innen schließt sich an die P-Zone 2 eine schwach dotierte N-Basiszone 3 und an diese eine hoch dotierte N<sup>+</sup>-Zone 4 an.

In dem Diagramm der Fig. 1b sind die Elektronen- und Löcherverteilungen in der Diode nach Fig. 1a bei Durchlaßbetrieb ( $t = 0$ ) und zu verschiedenen Zeitpunkten nach Beginn der Umkommutierung dargestellt. In dem Bereich hoher Injektionen mit vernachlässigbarer Dotierungskonzentration sind Elektronenkonzentration  $n$  und Löcherkonzentration  $p$  gleich. Die Kurvenzüge für  $n$  und  $p$  laufen nur am NN<sup>+</sup>-Übergang  $J_2$  mit ansteigender Dotierungskonzentration  $N_D$  stark auseinander.

Wie aus dem Diagramm ersichtlich, bewirkt die in der P-Zone 2 vorgesehene Elektronensenke 5 eine starke Absenkung der Konzentration injizierter Ladungsträger bei Durchlaßbelastung an der P-Seite im Bereich des PN-Übergangs  $J_1$ . Die Ladungsträgerkonzentration am PN-Übergang  $J_1$  beträgt beispielsweise nur etwa  $2 \times 10^{16}/\text{cm}^3$ , am NN<sup>+</sup>-Übergang  $J_2$  aber mehr als  $1 \times 10^{17}/\text{cm}^3$ . Infolge dieser unsymmetrischen Ladungs-

trägerverteilung wird der PN-Übergang  $J_1$  beim Kommutierungsvorgang schnell von Ladungsträgern freigeräumt, wie aus den Ladungsträgerverteilungen  $t = 1,4 \mu\text{s}$ ,  $1,8 \mu\text{s}$  und  $2,2 \mu\text{s}$  nach Beginn der Umkommutierung hervorgeht. Schon bei  $t = 1,4 \mu\text{s}$  ist die Konzentration injizierter Ladungsträger in der näheren Umgebung des PN-Übergangs  $J_1$  gleich null, so daß sich eine Raumladungszone und eine entsprechende Sperrspannung aufgebaut hat, die der äußeren Spannung entgegengerichtet ist. Da der Rückstrom  $i_r$  mit dem Beginn der Sperrspannungsaufnahme abzufallen beginnt, ist die Zeit bis zum Einreichen der Rückstromspitze daher gering, was bei einer üblichen Kommutierung mit konstanten  $di/dt$  auch eine geringe Rückstromspitze selbst zur Folge hat. Trotz der schon hohen Spannung an der Diode ist aber in dem N-Basisbereich in der Nähe der N-Zone 4 noch viel Ladung gespeichert, wie ebenfalls aus Fig. 1 hervorgeht. Der Strom kann daher nicht scharf abreißen, so daß sich das aus Fig. 2 ersichtliche ausgeprägte Soft-Recovery-Verhalten der Gleichrichterdiode ergibt. In der Fig. 2 zeigt die Kurve a den zeitlichen Verlauf des Rückstromes  $i_r$  bei einer Gleichrichterdiode nach dem Stand der Technik, während Kurve b den zeitlichen Verlauf des Rückstromes  $i_r$  bei einer Gleichrichterdiode nach dem Stand der Technik, während Kurve c den zeitlichen Verlauf des Rückstromes  $i_r$  bei einer Gleichrichterdiode gemäß der Erfindung zeigt. Wie ersichtlich, ist die Rückstromspitze c bei der erfindungsgemäßen Gleichrichterdiode stark reduziert, und die Abnahme des Rückstromes  $i_r$  nach dem Maximum verläuft wesentlich flacher.

Die vorstehend auf die erfindungsgemäße Gleichrichterdiode bezogenen Ausführungen gelten im wesentlichen auch für die Umkommutierung eines Thyristors mit ähnlicher Ladungsträgerverteilung bei Durchlaßbetrieb.

Bei der Ausbildung der Gleichrichterdiode nach der Fig. 3 besteht die P-Zone 2 aus einer dicken schwach dotierten inneren P-Teilzone 2a und einer dünnen hochdotierten P<sup>+</sup>-Oberflächenzone 2b, mit der die Halbleiterscheibe auf eine Trägerplatte 7 aufgelegt oder aufgelötet ist. An die P-Teilzone 2a schließt sich eine schwach dotierte N-Basiszone 3 und daran eine hoch dotierte N<sup>+</sup>-Zone 4 an, die an ihrer Oberfläche mit einer ohmschen Kontaktierungsschicht 9 versehen ist. Der PN-Übergang  $J_1$  zwischen der P-Teilzone 2a und der N-Basiszone 3 nimmt die Sperrspannung auf. Zur Oberflächenpassivierung ist die Gleichrichterdiode mit einem Schrägschliff versehen.

Wie aus dem in Fig. 4 dargestellten Dotierungsprofil der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 ersichtlich, hat der schwach dotierte Bereich 2a der P-Zone 2 nur eine Oberflächenkonzentration zwischen  $1 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  und  $1 \times 10^{16}/\text{cm}^3$ ; seine Dicke beträgt beispielsweise  $40 \mu\text{m}$ . Bei Sperrbelastung dehnt sich die Raumladungszone R auf der P-Seite nur innerhalb dieser Zone aus, reicht also auch bei der maximalen Sperrbelastung nicht bis zur Oberfläche. Durch diese im allgemeinen diffundierte Zone wird in bekannter Weise eine hohe Sperrfähigkeit ermöglicht. Bei Durchlaßbetrieb dagegen reicht das Gebiet mittlerer bis hoher injizierter Ladungsträgerkonzentration schon von kleinen Stromdichten, z.B.  $5 \text{ A}/\text{cm}^2$ , an aufwärts bis dicht an die Oberfläche heran, so daß diese als effektive Elektronensenke wirkt. Die dünne P<sup>+</sup>-Oberflächenzone 2b dient nur zur ohmschen Kontaktierung und besitzt eine dafür ausreichende Dotierungskonzentration, die in der Regel größer als  $3 \times 10^{17}/\text{cm}^3$  ist. Die Dicke der Oberflächenzone 2b

wird so klein gewählt, daß die von der N<sup>+</sup>-Zone 4 kommenden Elektronen durch sie nur in geringem Maße daran gehindert werden, zur Elektronensenke an der Oberfläche zu fließen, wo sie rekombinieren oder durch einen Tunnelprozeß in das Metall übertreten. Vorteilhaft wird die Dicke kleiner als 2 µm gewählt, beispielsweise gleich 0,2 µm. Wie anhand der Fig. 1 erläutert, wird dadurch die Ladungsträgerkonzentration an der P-Seite bei Strömen oberhalb von z. B. 5 A/cm<sup>2</sup> stark abgesenkt. Daraus ergibt sich die gewünschte Verbesserung des Recovery-Verhaltens. Die Gleichrichterdiode ist vorteilhaft zusätzlich mit Rekombinationszentren dotiert, soweit es die Durchlaßspannung erlaubt, die sowohl durch die Rekombinationszentren als auch durch die erfindungsgemäße Ausbildung der P-Zone 2 erhöht wird. Da die Rekombinationszentrendichte aus diesem Grunde geringer ist als in den vergleichbaren bekannten Gleichrichterdioden, ist auch der Sperrstrom entsprechend geringer.

Die Bedingung, daß die Raumladungszone R bei der maximalen Sperrbelastung noch innerhalb der schwach dotierten P-Teilzone 2a verläuft, andererseits das Gebiet mittlerer bis hoher Injektion bei Durchlaßbelastung bis nahe an die Oberfläche heranreicht, läßt sich mit Hilfe der integralen Dotierung  $N_{int} = \int N dx$ , das ist die Flächenbelegung mit Dotieratomen, der P-Teilzone 2a ausdrücken. Damit das Sperrvermögen gewährleistet ist, wird  $N_{int}$  größer als etwa  $1,3 \times 10^{12}/\text{cm}^2$  gewählt, damit die Oberfläche bei Durchlaßpolung der Diode eine effektive Elektronensenke bildet, ist  $N_{int}$  vorteilhaft kleiner als etwa  $1 \times 10^{13}/\text{cm}^2$ . Annähernd gleichbedeutend damit ist folgende Bedingung für den Flächenwiderstand R der P-Teilzone 2a:

$$1,5 \text{ k}\Omega \leq R_0 \leq 10 \text{ k}\Omega$$

Zur Erzielung einer guten Ausbeute bei höher sperrenden Bauelementen ist es weiter vorteilhaft, die Dicke der P-Teilzone 2a größer als 5 µm zu wählen. Aus Gründen, die mit der Passivierung und dem Durchlaßspannungsabfall zusammenhängen, wird die Dicke andererseits vorteilhaft kleiner als 70 µm gewählt. Unter Berücksichtigung der Bedingungen für die integrale Dotierung bzw. den Flächenwiderstand wird die maximale Dotierungskonzentration der P-Teilzone 2a zweckmäßig zwischen  $1 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  und  $2 \times 10^{16}/\text{cm}^3$  gewählt.

Es hat sich gezeigt, daß Gleichrichterdioden nach Fig. 3 und 4 bis für ein Sperrvermögen von etwa 1000 V bei angepaßter Dotierung mit Rekombinationszentren auch den Anforderungen bezüglich der Durchlaßdaten genügen und somit insgesamt eine wesentliche Verbesserung gegenüber dem Stand der Technik darstellen. Bei Auslegung der N-Basiszone 3 für höhere Sperrspannungen hält sich die Durchlaßspannung zwar für betriebsmäßige Strombelastungen von etwa 200 A/cm<sup>2</sup> bei nicht zu großen N-Basisdicken noch immer in den zulässigen Grenzen, doch nimmt die Durchlaßspannung bei hohen Stromdichten, wie sie im Überstromfall (Kurzschlußfall) auftreten, unerwartet stark zu, so daß die Überstromfestigkeit stark reduziert ist. Die Ursachen dafür werden anhand der Fig. 5 erläutert, in welcher Löcherverteilungen in einer Gleichrichterdiode nach Fig. 3 und 4 für verschiedene Durchlaßstromdichten aufgetragen sind. Der Dotierungsverlauf ist gestrichelt eingezeichnet. Für eine Betriebsstromdichte von 200 A/cm<sup>2</sup> ergibt sich die dargestellte unsymmetrische Löcherverteilung, die im Bereich schwacher Dotierung mit der Elektronenverteilung übereinstimmt. Mit steig-

gendem Strom nimmt die Ladungsträgerkonzentration zunächst noch zu, wie ein Vergleich mit dem Kurvenzug für 1000 A/cm<sup>2</sup> zeigt. Mit weiter ansteigendem Strom dehnt sich das Gebiet reduzierter Ladungsträgerkonzentration an der P-Seite der N-Basiszone 3 zunehmend bis in die N<sup>+</sup>-seitige Hälfte der N-Basiszone 3 aus, wie aus dem Kurvenzug für 5000 A/cm<sup>2</sup> hervorgeht. Da die gespeicherte Ladung in dieser Diode nicht mehr zunimmt, ergibt sich eine starke Zunahme der Spannung mit dem Strom und somit eine geringe Überstromfestigkeit.

Eine Anhebung der Oberflächenkonzentration der P-Zone 2a (Fig. 3, 4) hat eine entsprechende Anhebung der Ladungsträgerkonzentration bei hohen Stromdichten und damit eine Verbesserung der Überstromfestigkeit zur Folge. Auch durch Vergrößerung der Dicke der hochdotierten Oberflächenzone 2b kann eine vorgegebene Überstromfestigkeit erreicht werden. Das Recovery-Verhalten wird durch beide Maßnahmen allerdings beeinträchtigt, da die Effektivität der Elektronensenke an der Oberfläche und damit die Unsymmetrie der Ladungsträgerverteilung bei Betriebsströmen vermindert wird. Trotzdem wird auf diese Weise mit der Gleichrichterstruktur nach Fig. 3 und 4 bei vorgegebenem zulässigen Überstrom ein besseres Recovery-Verhalten erzielt als mit den bekannten Gleichrichterdioden.

Eine weitere Verbesserung wird dadurch erreicht, daß die Elektronensenke S flächenmäßig nur in Teilbereichen der P-Zone 2 als wirksam angeordnet ist, während das Injektionsvermögen der P-Zone 2 in den Zwischenbereichen hoch ist. Eine solche Anordnung zeigt die Gleichrichterstruktur nach Fig. 6. An die N<sup>+</sup>-Zone 4, mit der die Halbleiterscheibe leitend auf eine Trägerplatte 7 aufgebracht ist, schließt sich die schwach dotierte N-Basiszone 3 und an diese die P-Zone 2 an, die an ihrer Oberfläche mit einer ohmschen Kontaktierungsschicht 9 versehen ist. Die P-Zone 2 weist außer der durchgehenden schwach dotierten Teilzone 2a, die wie bei der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 mit der N-Basiszone 3 den sperrenden PN-Übergang  $J_1$  bildet, in den Bereichen B eine dünne hoch dotierte P<sup>+</sup>-Zone auf, die in diesen Bereichen zur Kontaktierung dient, und in den Teilbereichen C relativ dicke hoch dotierte P<sup>+</sup>-Zonen 2c, die eine hohe Emitterwirksamkeit besitzen. Die P-Zone 2 hat in den Bereichen B einen Dotierungsverlauf wie bei der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 und 4; bei der Dotierungskonzentration der schwach dotierten Teilzone 2a und der Dicke der hoch dotierten Teilzone 2b braucht keine Rücksicht auf die Überstromfestigkeit genommen werden, da diese durch die Zonen 2c erreicht wird.

Da die P-Zone in den Bereichen B bis auf die dünne Oberflächenzone 2b schwach dotiert ist, reicht das Gebiet mittlerer bis hoher injizierter Ladungsträgerkonzentration bei Durchlaßbetrieb bis dicht an die Oberfläche heran, so daß diese in den Bereichen B als effektive Elektronensenke wirkt. Die Senke S bewirkt eine starke Absenkung der lateral gemittelten Ladungsträgerkonzentration am PN-Übergang  $J_1$ , so daß das Recovery-Verhalten gegenüber den bekannten Gleichrichterdioden wesentlich verbessert ist. Die hoch dotierten P<sup>+</sup>-Zonen 2c haben gegenüber der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 eine Verbesserung der Überstromfestigkeit zur Folge, weil sie eine Zunahme der gespeicherten Ladung mit dem Strom bewirken, während die Speicherladung der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 bei hohen Stromdichten nur wenig oder gar nicht mehr zunimmt.

wie in Verbindung mit Fig. 5 erläutert. Die Erhöhung der Speicherladung mit dem Strom in der Gleichrichterdiode nach Fig. 6 wird noch dadurch verstärkt, daß der Strom sich mit wachsendem Strom aus den Bereichen B mit kleiner P-Emitterwirksamkeit zunehmend in die Bereiche C mit hoher P-Emitterwirksamkeit verlagert, weil das Leitvermögen dort ansteigt. Durch die erhöhte Stromdichte in den Bereichen C wird aber die Speicherladung und damit das Leitvermögen dort weiter erhöht. In den Bereichen B, wo die Stromdichte bei gegebenem Gesamtstrom kleiner ist als in der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 mit homogener Elektronensenke, wird dagegen die Speicherladung im Überstromfall durch die verringerte Stromdichte nur wenig oder gar nicht reduziert (Fig. 5). Durch die höhere Speicherladung in der Gleichrichterdiode nach Fig. 6 wird nicht nur die gesamte über die Fläche integrierte Verlustleistung, sondern auch die lokale Verlustleistung in den Bereichen C hoher Stromdichte bei gegebenem Gesamtstrom reduziert, so daß der zulässige Überstrom erhöht ist. Auch der Gesamtkomplex aus Recovery- und Überstromeigenschaften ist gegenüber einer homogenen Anordnung der Elektronensenke ohne gut injizierende P<sup>+</sup>-Zonen 2c verbessert, da das Verhältnis der Speicherladung bei normalen Betriebsströmen zu der im Überstromfall kleiner ist. Dies gilt auch gegenüber dem Fall, daß die Oberflächenkonzentration der schwach dotierten Zone 2a oder die Dicke der hoch dotierten Zone 2b in Fig. 3 und 4 in gewissem Maße heraufgesetzt wird, um auf diese Weise bei der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 eine höhere Überstromfestigkeit zu erzielen.

Wie nicht weiter dargestellt, kann die Halbleiterschleife nach Fig. 6 auch mit der P-Zone 2 auf der Trägerplatte 7 aufliegen, während die N<sup>+</sup>-Zone 4 dann mit der Kontaktierungsschicht 9 versehen ist.

Bei den vorstehenden Ausführungen bezüglich der durch die Zonen 2c erreichten Verbesserungen wurden Effekte am Rande dieser Zonen nicht berücksichtigt. Die P<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  werden am Rande der P<sup>+</sup>-Zonen 2c durch die Metallschicht 9 nahezu auf thermischem Gleichgewicht gehalten, so daß diese Zonen am Rande nicht injizieren. Erst mit wachsendem Abstand vom Rand werden die P<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  bei Durchlaßpolung der Gleichrichterdiode durch Elektronenströme, die in der P-Zone 2a an den Übergängen  $j_3$  entlang zur Elektronensenke S fließen, zunehmend in Vorwärtsrichtung gepolt. Die lateral veränderliche Injektion hat eine örtliche Variante der Löcherkonzentration in der P-Zone 2a an der Grenze zu einer P<sup>+</sup>-Zone 2c zur Folge. Für kreisförmige P<sup>+</sup>-Zonen 2c mit einem Radius von nur 30 µm ist dies für verschiedene vertikale Elektronenstromdichten  $j_{n\alpha}$  in den Bereichen C am PN-Übergang  $j_1$  in Fig. 7 dargestellt. Die Dotierungskonzentration der P-Zone 2a unmittelbar vor der P<sup>+</sup>-Zone 2c ist  $p_0 = 5 \times 10^{15}/\text{cm}^3$ , und die Elektronensenke (Oberfläche) schließt sich auf der Ebene des P<sup>+</sup>-P-Übergangs  $j_3$  an die P<sup>+</sup>-Zone 2c an. Wie aus der Figur ersichtlich, ist die Löcherkonzentration  $p$  am Rande bei  $r = r_s$  gleich der Dotierungskonzentration  $p_0$  der P-Zone 2a, in der Mitte bei  $r = 0$  nimmt  $p$  seinen Maximalwert  $p_m$  an. Die injizierte Löcherkonzentration für  $r < r_s$  nimmt für höhere Ströme stark mit der Elektronenstromdichte  $j_{n\alpha}$  zu. Dies gilt in ähnlicher Weise auch für die Abhängigkeit von der Gesamtstromdichte, die zusätzlich noch den Löcherstrom enthält und somit größer ist. Bis  $j_{n\alpha} = 200 \text{ A/cm}^2$  ist in der Zone 2a die über die Fläche gemittelte Löcherkonzentration  $\bar{p}$ , die das Recovery-Verhalten bestimmt, noch nicht stark angestiegen. Nehmen die

P<sup>+</sup>-Zonen 2c beispielsweise  $1/3$  der anodenseitigen Gesamtfläche in Anspruch, dann ist in dem Beispiel nach Fig. 7 mit  $j_{n\alpha} = 200 \text{ A/cm}^2$  die über die Gesamtfläche gemittelte Konzentration  $\bar{p}$  erst um rund 50% größer als  $p_0$ . Bei  $j_{n\alpha} = 1000 \text{ A/cm}^2$  aber ist  $\bar{p}$  unter den gleichen Bedingungen schon um etwa 300% größer, bei 5000 A/cm<sup>2</sup> etwa um den Faktor 20. Bei sehr hohen Stromdichten nähert sich der Maximalwert  $p_m$  und auch die gemittelte Ladungsträgerkonzentration  $\bar{p}$  am PN-Übergang  $j_1$  der Löcherkonzentration im Fall einer einzigen oder weniger großflächiger P<sup>+</sup>-Zonen 2c mit insgesamt gleichem Flächenanteil an, da der Randeinfluß bei hohen Stromdichten abnimmt.

Die Abhängigkeit der maximalen injizierten Löcherkonzentration  $p_m - p_0$  bei  $r = 0$  vom Radius  $r_s$  der P<sup>+</sup>-Zonen 2c ist für zwei Stromdichten  $j_{n\alpha}$  in den Bereichen C in Fig. 8 dargestellt. Der Kurvenverlauf für 200 A/cm<sup>2</sup> kennzeichnet das Injektionsvermögen der P<sup>+</sup>-Zonen 2c für betriebsmäßige Durchlaßstromdichten, während der Kurvenverlauf für 5000 A/cm<sup>2</sup> die Injektion der P<sup>+</sup>-Zonen 2c bei Überstrombelastungen kennzeichnet.  $p_m - p_0$  nimmt zunächst stark mit  $r_s$  zu und geht bei großem  $r_s$  in den durch die Volumeneigenschaften der P<sup>+</sup>-Zonen gegebenen Sättigungswert über. Wie ersichtlich, kann das Verhältnis der injizierten Löcherkonzentration bei Betriebsströmen zu der bei Überstrombelastung durch Wahl eines kleinen Radius  $r_s$  wesentlich unter das Verhältnis dieser Konzentration bei großflächigen P<sup>+</sup>-Zonen 2c (Sättigungsbereich) herabgemindert werden. Zweckmäßig wird  $r_s$  derart gewählt, daß die Löcherinjektion bei Betriebsströmen nur so groß ist wie für die maximal zulässige Durchlaßspannung erforderlich, während die Löcherinjektion bei Überströmen möglichst nahe an den Sättigungswert herankommt. Sind beide Bedingungen gleichzeitig nicht in vollem Maße erfüllbar, so muß ein Kompromiß geschlossen werden, der je nach vorgesehenem Einsatz der Gleichrichterdiode näher bei maximaler Überstromfestigkeit oder näher bei bestmöglichem Recovery-Verhalten liegen kann. In jedem Fall kann die Löcherinjektion bei Betriebsströmen verglichen mit dem Fall großflächiger P<sup>+</sup>-Zonen 2c mit gleichem Flächenanteil stark reduziert werden, ohne die Überstromfestigkeit zu beeinträchtigen. Erreicht die lateral gemittelte Injektion bei Überstrom schon nahezu den Grenzwert, so ist die Überstromfestigkeit bei Verwendung vieler relativ kleiner P<sup>+</sup>-Zonen 2c sogar erhöht, weil die Verlustleistung gleichmäßiger über die Halbleiterfläche verteilt und die Wärmeableitung somit verbessert ist. Wegen der stark reduzierten Injektion der P-Zone 2 bei Betriebsströmen, ergibt sich trotz der hohen Überstromfestigkeit ein wesentlich verbessertes Recovery-Verhalten. Die beschriebene Stromkonzentration auf die Bereiche C ist um so geringer, je dichter die Durchsetzung der Halbleiterfläche mit den P<sup>+</sup>-Zonen 2c und je kleiner deren Radius  $r_s$  ist, da die Querdiffusion dann einen stärkeren lateralen Ladungsträgerausgleich zur Folge hat.

Wird  $r_s$  beispielsweise gleich 50 µm gewählt, ergibt sich bei Betriebsströmen für die Löcherinjektion  $p_m - p_0 = 2,6 \times 10^{16}/\text{cm}^3$ . Nehmen die P<sup>+</sup>-Zonen 2c wie in obigem Beispiel  $1/3$  der anodenseitigen Gesamtfläche der Gleichrichterdiode in Anspruch, dann entspricht dem eine über die Fläche gemittelte injizierte Löcherkonzentration  $\bar{p}$  von nur etwa  $4 \times 10^{15}/\text{cm}^3$ . Zusammen mit einer Dotierungskonzentration  $p_0$  an der Oberfläche der P-Teilzone 2a von z. B.  $5 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  reicht diese Injektion für eine genügend kleine Durchlaßspannung bei

Betriebsströmen bei einer Dimensionierung für ein Sperrvermögen bis zu etwa 1800 V aus, jedoch ist  $\beta$  noch so klein, daß sich ein sehr gutes Recovery-Verhalten ergibt. Die Injektion bei Überstrombelastung ist bei diesem  $r_s$  nahezu schon gleich dem Sättigungswert bei großen Flächen, wie aus Fig. 8 ersichtlich.

Da die Durchlaßspannung mit der Dicke der N-Basiszone 3, d. h. auch mit dem dimensionierten Sperrvermögen ansteigt, ist dies bei der Einstellung der mittleren P-Emitterwirksamkeit durch den Radius  $r_s$  und den Flächenanteil der P<sup>+</sup>-Zonen 2c an der Gesamtfläche zu berücksichtigen. Bei hohem Sperrvermögen ist die P-Emitterwirksamkeit bei Betriebsströmen größer zu wählen als bei kleinem, damit die Durchlaßspannung nicht zu groß wird.

Der prinzipielle Einfluß einer relativ dichten Bedekung der anodenseitigen Halbleiterfläche mit P<sup>+</sup>-Zonen 2c auf die lateral gemittelte injizierte Löcherkonzentration  $p$  im Betriebs- und Überstromfall, ist aus Fig. 9 ersichtlich. Die laterale Ausdehnung der P<sup>+</sup>-Zonen 2c ist dabei gemäß den in Zusammenhang mit Fig. 8 gemachten Angaben gewählt. Bei Betriebsströmen ist  $\beta$  in der Umgebung des PN-Übergangs  $j_1$  wesentlich kleiner als am NN<sup>+</sup>-Übergang  $j_2$ , wie durch den Kurvenzug für 200 A/cm<sup>2</sup> angedeutet. Daraus ergibt sich, wie vorstehend beschrieben, ein ähnlich gutes Recovery-Verhalten wie bei der Gleichrichterdiode nach Fig. 3. Bei Überströmen aber ist die gemittelte Löcherkonzentration am PN-Übergang  $j_1$  annähernd gleich der am NN<sup>+</sup>-Übergang  $j_2$  und verglichen mit der in Fig. 5 dargestellten Ladungsträgerverteilung der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 stark angehoben, wie aus den Kurvenzügen für 5000 A/cm<sup>2</sup> in Fig. 9 und 5 hervorgeht. Dadurch ergibt sich ein wesentlich verbessertes Überstromverhalten der Gleichrichterdiode nach Fig. 6 mit der anhand von Fig. 7 und Fig. 8 erläuterten Dimensionierung.

Wie aus Fig. 10 ersichtlich, kann die Elektronensenke  $S$  auch durch n-leitende Oberflächenzonen 10 gebildet sein, die in der P-Zone 2 liegen und mit dieser einen PN-Übergang  $j_3$  bilden. Die n-leitenden Oberflächenzonen 10 sind als hoch dotierte N<sup>+</sup>-Zonen ausgebildet. Sie sind an der Oberfläche zusammen mit der P-Zone 2 durch eine Metallschicht 7 kontaktiert. Die N<sup>+</sup>-Zonen 10 haben eine geringere Dicke als die P-Zone 2, die mit der an sie anliegenden schwach dotierten N-Basiszone 3 den durchgehenden PN-Übergang  $j_1$  bildet. An die N-Basiszone 3 schließt sich die hoch dotierte N<sup>+</sup>-Zone 4 an, die mit der N-Basiszone 3 den NN<sup>+</sup>-Übergang  $j_2$  bildet und an der Oberfläche mit der Kontaktierungsschicht 9 versehen ist. Die Dicke  $a$  und die Dotierungskonzentration des den N<sup>+</sup>-Zonen 10 vorgelagerten Bereichs der P-Zone 2 sind so groß gewählt, daß die Ausdehnung der Raumladungszone  $R$  bei Sperrbelastung nicht bis zu den N<sup>+</sup>-Zonen 10 reicht. Damit garantiert der PN-Übergang  $j_1$  das gewünschte Sperrvermögen der Gleichrichterdiode. Weiter sind die Dicke  $a$  und die Dotierungskonzentration des vorgelagerten Bereichs der P-Zone 2 aber so klein gewählt, daß der Bereich hoher Injektion bei Durchlaßbetrieb bis nahe an die N<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  heranreicht, die bei Durchlaßpolung der Diode in Sperrichtung gepolt sind und daher zusammen mit der sich jeweils anschließenden N<sup>+</sup>-Zone 10 als Senke für die Elektronen wirken. Diese Bedingungen lassen sich ähnlich wie in Zusammenhang mit Fig. 3 erläutern durch die integrale Netto-Dotierung  $N_{\text{net}} = \int N dx$  oder den Flächenwiderstand  $R_D$  des den N<sup>+</sup>-Zonen 10 in den Bereichen  $B$  vorgelagerten Bereichs der P-Zone 2 ausdrücken. Bei der Ausbildung nach Fig. 10

muß die P-seitige Grenze der Raumladungszone  $R$  jedoch zum Unterschied von den Ausbildungen nach Fig. 3 und 6 einen deutlichen Abstand  $v$  n der Elektronensenke  $S$  einhalten, damit der aus N<sup>+</sup>-Zonen 10, P-Zone 2 und N-Basiszone 3 gebildete NPN-Transistor bei Sperrbelastung der Gleichrichterdiode nicht durch Punch-through vorzeitig in den Durchbruch geht, worauf weiter unten genauer eingegangen wird. Vorteilhaft wird die integrale Dotierung und der Flächenwiderstand der P-Zone 2 in den Bereichen  $B$  nach folgenden Ungleichungen gewählt:

$$2 \times 10^{12}/\text{cm}^2 \leq N_{\text{net}} \leq 2 \times 10^{13}/\text{cm}^2$$

$$7 \text{ k}\Omega \geq R_D \geq 1 \text{ k}\Omega$$

Die Dicke der P-Zone in den Bereichen  $B$  wird zweckmäßig größer als etwa 5  $\mu\text{m}$  und kleiner als etwa 50  $\mu\text{m}$  gewählt, die Dotierungskonzentration in diesem Bereich der P-Zone 2 liegt im Maximum vorteilhaft zwischen etwa  $3 \times 10^{15}/\text{cm}^3$  und  $3 \times 10^{16}/\text{cm}^3$ .

Ein Beispiel für den Dotierungsverlauf der Gleichrichterdiode nach Fig. 10 in den Schnitten  $A_1$ ,  $A_2$  ist in Fig. 11 dargestellt, und zwar ist der Verlauf der Netto-Dotierung wiedergegeben, d. h. der Differenz aus Akzeptor- und Donatordotierungskonzentration, absolut genommen. Die P-Zone 2 hat an der Oberfläche im Schnitt  $A_1$  eine Dotierungskonzentration von  $1 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ , in dem den N<sup>+</sup>-Zonen 10 vorgelagerten Bereich im Schnitt  $A_2$  beträgt die Netto-Dotierung im Maximum  $6 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ . Die Dicke der P-Zone 2 beträgt 50  $\mu\text{m}$ , die Dicke  $a$  des vorgelagerten Bereichs 27  $\mu\text{m}$ . Die N<sup>+</sup>-Zonen 10 haben eine Netto-Oberflächendotierung von  $5 \times 10^{19}/\text{cm}^3$  und eine Dicke von 23  $\mu\text{m}$ . Die Gleichrichterdiode nach Fig. 10 mit dem Dotierungsprofil nach Fig. 11 hat den Vorteil, daß sie nach bekannten Diffusions- und Markierungsverfahren einfach herstellbar ist. Die Oberflächenkonzentration der P-Zone 2 braucht nicht so klein eingestellt zu werden wie die der Zone 2a der Gleichrichterdiode nach Fig. 3 und 6.

Bei Sperrbelastungen der Gleichrichterdiode nach Fig. 10 sind die N<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  zwischen der N<sup>+</sup>-Zone 10 und der P-Zone 2 in Vorwärtsrichtung gepolt. Diese Vorwärtspolung wird durch den Querspannungsabfall in dem den N<sup>+</sup>-Zonen 10 vorgelagerten P-Gebiet in den Bereichen  $B$  durch den an den N<sup>+</sup>-Zonen 10 vorbeifließenden Rückwärtslöcherstrom verursacht. Im stationären Sperrzustand ist der Querspannungsabfall und damit die Vorwärtspolung der N<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  infolge des geringen Sperrstroms gering. Bei Kommutierung aus dem Durchlaß jedoch ist die Vorwärtspolung der N<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$  während der Recovery-Phase größer. Die dadurch verursachte Aufsteuerung des aus den N<sup>+</sup>-Zonen 10, der P-Zone 2 und der N-Basiszone 3 gebildeten NPN-Transistors kann zu einer wesentlichen Erhöhung des Recoverystroms und außerdem zu einem Durchbruch des NPN-Transistors und damit der Gleichrichterdiode unterhalb des stationären Sperrvermögens führen. Beides wird vermieden, indem der Abstand der Raumladungszone von den N<sup>+</sup>-P-Übergängen  $j_3$  bei der maximalen Sperrbelastung genügend groß und die laterale Ausdehnung der N<sup>+</sup>-Zonen 10 genügend klein gewählt werden. Der Abstand der Raumladungszone  $R$  von den N<sup>+</sup>-Zonen 10 beeinflußt zunächst über den Flächenwiderstand des verbleibenden neutralen Teils der P-Zone 2 in den Bereichen  $B$  den Querspannungsabfall und damit die Höhe der Vorwärtspolung der N<sup>+</sup>-P-Übergänge  $j_3$ . Darüber

hinaus bestimmt dieser Abstand über den Gradienten der Minoritätsträgerkonzentration im neutralen Teil der P-Zone 2 in den Bereichen B den von den N<sup>+</sup>-Zonen 10 bei gegebener Vorwärtspolung in die Raumladungszone R fließenden Elektronenstrom. Diese Abhängigkeiten sind bei der obigen Festlegung der integralen Dotierung  $N_{int}$  und des Flächenwiderstandes  $R_D$  der gesamten vorgelagerten P-Zone 2 in den Bereichen B berücksichtigt. Wird beispielsweise  $N_{int} = 4 \times 10^{12}/\text{cm}^2$  gewählt, so hat das bei der maximalen Sperrspannung vorhandene neutrale Gebiet noch etwa  $2/3$  des Flächenleitwertes der gesamten P-Zone 2 in den Bereichen B. Der für die Vorwärtspolung der N<sup>+</sup>P-Übergänge  $J_3$  maßgebende Flächenleitwert der vorgelagerten P-Zone 2 ist aber bei Rückströmen von beispielsweise 100 A/cm<sup>2</sup> durch freie Ladungsträger mit einer Konzentration in der Raumladungszone von größenordnungsmäßig  $10^{15}/\text{cm}^3$  merklich erhöht. Zudem ist der Rückstrom in den Bereichen B infolge der geringeren injizierten Ladungsträgerkonzentration während der Durchlaßphase kleiner als in den Bereichen C hoher Emitterwirksamkeit, so daß auch der laterale Löcherstrom in der P-Zone 2 in den Bereichen B entsprechend reduziert ist. Ist die Dicke  $w$  der N-Basiszone 3 kleiner als der Radius  $R_0$  der N<sup>+</sup>-Zonen 10, wenn diese inselförmig mit einer kreisförmigen Grundfläche ausgebildet sind, so trägt im wesentlichen nur eine Randzone der Bereiche B mit einer Ausdehnung in der Größenordnung der N-Basisdicke  $w$  zur Vorwärtspolung der N<sup>+</sup>P-Übergänge  $J_3$  bei. Die kleinste der beiden Größen  $R_0$  und  $w$  darf nicht größer sein als eine Länge  $l_0$ , die in reziproker Weise von der auftretenden Rückstromdichte und dem Flächenwiderstand der P-Zone 2 in den Bereichen B abhängt. Für Gleichrichterioden mit einem Sperrvermögen oberhalb 1000 V, bei denen  $w_n$  größer als etwa 70  $\mu\text{m}$  ist, wird  $R_0$  für typische Werte des Flächenwiderstandes unter Berücksichtigung der bei dieser Struktur auftretenden Rückströme kleiner als etwa 40  $\mu\text{m}$  gewählt.

Bei den vorstehenden Ausführungen ist entsprechend den Dotierungsverläufen nach Fig. 11 eine hohe Emitterwirksamkeit der N<sup>+</sup>-Zonen 10 zugrunde gelegt. Obwohl die Oberflächendotierungskonzentration dieser Zonen 10 für eine gute Kontaktierbarkeit groß sein soll, kann die Emitterwirksamkeit der N<sup>+</sup>P-Übergänge  $J_3$  jedoch durch eine geringe Dicke der N<sup>+</sup>-Zonen 10 klein eingestellt werden. In diesem Fall dürfen die lateralen Abmessungen der N<sup>+</sup>-Zonen 10 größer gewählt werden.

Wie bereits für die Gleichrichterdioden nach Fig. 6 im Einzelnen erläutert, hat die flächenmäßig nur in Teilbereichen angeordnete Elektronensenke S auch bei der Ausbildung nach Fig. 10 ein gegenüber der Gleichrichterdioden nach Fig. 3 verbessertes Überstromverhalten zur Folge. Ob die Elektronensenke S inselartig ausgebildet und der Komplementärbereich C hoher Emitterwirksamkeit zusammenhängend ist oder wie bei der in Fig. 7 und 8 zugrunde gelegten Anordnung, die Bereiche C hoher Emitterwirksamkeit inselartig ausgebildet sind und die Elektronensenke S einen zusammenhängenden Bereich bildet oder ob ein noch anderes Oberflächenmuster für die Aufteilung der Fläche in die Bereiche B und C gewählt wird, ist nicht wesentlich. Für die Ausnutzung des anhand von Fig. 7 und 8 erläuterten Randeffektes ist allgemein die laterale Ausdehnung der Bereiche B, d. h. der maximale Abstand der Punkte der Bereiche B von der nächsten Elektronensenke, so zu wählen, daß die über die Fläche gemittelte Löcherinjektion bei

Betriebsstromdichten möglichst klein ist, während sie bei Überströmen nahezu den Sättigungswert im Fall großflächiger Bereiche C annimmt.

Die Anwendung einer der vorstehend beschriebenen P-Emitterstrukturen mit einer Elektronensenke S auf einen Thyristor zeigt Fig. 12. Die anodenseitige P-Zone 2 besteht wie bei der Gleichrichterdioden nach Fig. 6 aus einer durchgehenden schwach dotierten Teilzone 2a, einer dünnen hoch dotierten P<sup>+</sup>-Teilzone 2b in den Bereichen B, die in diesen Bereichen zur Kontaktierung dient, und relativ dicken hoch dotierten P<sup>+</sup>-Teilzonen 2c hoher Emitterwirksamkeit in den Bereichen C. Die P-Zone 2 ist an der Oberfläche mit einer durchgehenden Kontaktierungsschicht 7 versehen. Nach innen schließt sich an die P-Zone 2 die schwach dotierte N-Basiszone 3 an, worauf wie bei der üblichen Thyristorstruktur die p-leitende Steuerbasiszone 10 und die n-leitende kathodenseitige Emitterzone 11 folgen, die an der Oberfläche mit einer Kontaktierungsschicht 9 versehen sind. Die Dimensionierung der P-Zone 2 kann gemäß den in Verbindung mit den Fig. 7 und 8 gemachten Angaben erfolgen.

Wie für die vorstehend beschriebenen Gleichrichterdioden in Fig. 9 gezeigt, bewirkt die P-Zone 2 bei betriebsmäßigen Durchlaßstromdichten (200 A/cm<sup>2</sup>) eine zur P-Zone 2 hin abfallende Ladungsträgerkonzentration in der Thyristorstruktur. Wie anhand der Fig. 1 erläutert, hat dies auch für den Thyristor eine Verkleinerung der Rückstromspitze und des Rückstromintegrals nach Kommutierung zur Folge. Infolge des mit dem Durchlaßstrom zunehmenden Injektionsvermögens der P-Zone 2 (Fig. 7 bis 9) ist der zulässige Überstrom nicht reduziert. Bei der Dimensionierung der P-Zone 2 im Thyristor muß außer den in Verbindung mit den in Fig. 7 und 8 gemachten Angaben berücksichtigt werden, daß der Zünd- und Einraststrom des Thyristors nicht über vorgegebene Grenzen erhöht wird. Dies kann durch eine geringere zusätzliche Rekombinationszentrendichte oder durch eine Anhebung der Oberflächenkonzentration der P-Teilzone 2a im Vergleich zur Gleichrichterdioden erfolgen.



- Leerseite -